

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-271051

(43)Date of publication of application : 09.10.1998

(51)Int.Cl.

H04B 7/005

H04B 14/00

(21)Application number : 10-098060

(71)Applicant : ALCATEL ALSTHOM CO  
GENERAL ELECTRICITE

(22)Date of filing : 06.03.1998

(72)Inventor : NUNEZ LEON DE SANTOS  
GREGORIO  
PAEZ BORRALLLO JOSE  
MANUEL  
CASAJUS QUIROS FRANCISCO  
JAVIE  
BURRIEL LLUNA RAFAEL  
FERNANDEZ DURAN ALFONSO

(30)Priority

Priority number : 97 9700530

Priority date : 11.03.1997

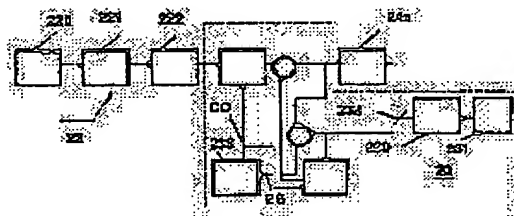
Priority country : ES

## (54) TRANSMITTER-RECEIVER WITH TWO-WAY EQUALIZATION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a transmitter-receiver that includes intersymbol interference 2-way correction device for a communication system exchanging data with a remote device through a channel using a distribution modulation/demodulation processing means.

SOLUTION: A transmitter-receiver is provided with an equalization means 23 that equalizes a 1st signal received from a remote device and a pre-stage compensation means that applies predistortion to a 2nd signal sent to the remote device, and also with a means 230 that stores information representing nonlinear distortion of a modulation/demodulation means and specifying a nonlinear reference signal, a means 233 adjusting a coefficient (CO) of the equalization means 23 that denotes a signal received from the remote device and nonlinear information and the adjusted coefficient is sent to the pre-stage compensation means.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

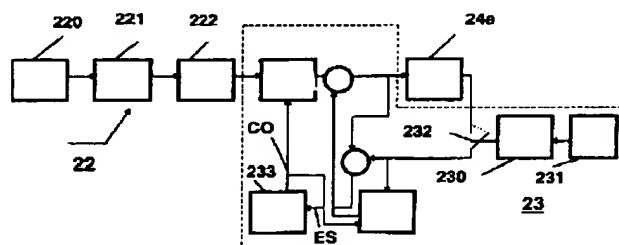
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

(11)特許出願公開番号



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 リモート装置から受信した第一の信号を等化する等化手段(23)と、前記リモート装置へ送信される第二の信号に予歪をかける前置補償器手段(13; 13a, 13b)を含み、データ送/受信装置とリモート装置の間に分散された変調/復調処理手段を使って、チャネルを介してリモート装置とデータ交換を行うデータ送/受信装置であって、(a)変調/復調処理手段が非線形モードに従って動作し、(b)前記装置が、(b1)前記変調/復調処理手段の非線形歪みを表し、非線形基準信号を規定する情報を記憶する手段(230, 231; 1)と、(b2)リモート装置から受信した信号および前記非線形歪みを表す情報に従って等化手段(23)の係数(CO)を調整する手段(233; COR, EQU)とを含み、前記調整された係数は前記前置補償手段(13; 13a, 13b)へ送信されることを特徴とするデータ送/受信装置。

【請求項2】 データ送/受信装置が時分割二重通信モードを使って端末などのリモート装置とデータを交換し、前記調整された係数(CO)が等化手段内で使用されて受信時間間隔内に前記の第一の信号を等化し、前記前置補償手段へ送信されて続く送信時間間隔内に信号に予歪がかけられることを特徴とする請求項1に記載の送/受信装置。

【請求項3】 調整手段が、一方ではリモート装置から受信した前記信号に従って、他方では前記非線形歪みを表す情報に従って等化手段(23)内でエラー信号(ES)を最小化する計算手段(233)であることを特徴とする請求項1に記載の送/受信装置。

【請求項4】 非線形変調/復調処理手段が周波数変調/復調処理手段であることを特徴とする請求項2に記載の送/受信装置。

【請求項5】 前記装置がDECT規格に準拠した移動電話を備えた無線通信システムの基地局であることを特徴とする請求項3に記載の送/受信装置。

【請求項6】 調整手段が、リモート装置から受信した前記第一の信号を受信信号に関連する論理シンボルの周波数よりも高い周波数でサンプリングして、サンプルフェーズによってそれぞれが規定されるサンプルセット( $\{\phi(k, T)\}$ )を規定する手段(A/D)と、前記非線形歪みを表す情報( $\{I\}$ )をリモート装置から受信したそれぞれのサンプルセット( $\{\phi(k, T)\}$ )と相関させて、先験的な最適サンプルセット( $\{\phi(k, T)\}$ )を規定する手段(COR)と、前記先験的な最適サンプルセット( $\{\phi(k, T)\}$ )と前記の先験的な最適サンプルセットのサンプルフェーズ付近のそれぞれのサンプルフェーズによって規定される前記サンプルセット( $\{\phi(K-2, T)\}$ 、 $\{\phi(K-1, T)\}$ 、 $\{\phi(K+1, T)\}$ 、および $\{\phi$

( $K+2, T\}$ )のいくつかの間で、論理シンボルのシーケンス(TS)に関して最小の等化エラー信号を発生するセットを選択する手段と、

一方では選択されたサンプルセットのサンプルフェーズでサンプリングされた時点でリモート装置から受信した信号に従って、他方では前記論理シンボルシーケンス(TS)に従って等化手段内でエラー信号を最小化する計算手段を含むことを特徴とする請求項1に記載の送/受信装置。

【請求項7】 非線形変調/復調処理手段が周波数変調/復調処理手段であることを特徴とする請求項5に記載の送/受信装置。

【請求項8】 前記装置がDECT規格に準拠した移動電話を備えた無線通信システムの基地局であることを特徴とする請求項6に記載の送/受信装置。

【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は周波数変調/復調などの非線形変調/復調処理手段を使用するチャネルによってリモート装置とデータを交換するデータ送/受信装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】欧州の無線通信規格であるDECTで使用されるようなGFSKタイプの周波数変調方式では、弁別器などによる周波数復調装置の使用が推奨される。このようにして、二つの論理値「1」または「0」を判定する簡素なしきい値検出器によってデータの回復が可能となる。

【0003】これらの方法のいくつかの適用分野では、受信機に入力される信号の一時的最大分散が1シンボル以内であるため、無線チャネルによるシンボル間の干渉はほとんど検出不可能なレベルである。

【0004】しかし、無線有効範囲がさらに広く、無線波の複数の軌跡が描かれる別の適用例では、その伝搬における減衰および反射の影響を考慮する必要がある。したがって、信号品質を劣化させ、回復した信号のエラーの可能性を大幅に増やす上記の影響を修正する等化器の使用が推奨される。この理由から、雑誌「Electronics Letters」1993年11月25日号、vol. 29、N24、pp. 2076-2077に所載のJ. FuhlおよびG. Schultes著の論文「Adaptive equalization for DECT systems operating in low time-dispersive channels」に示されているような種類の等化器が使用される。この論文では、周知のDFE(判定フィードバック等化器)のタイプで、DECTで規定された16ビットバースト同期化がトレーニングシーケンスとして使用される適応等化器が使用されている。トレーニングシーケンスはROMメモリに記憶され、受信したトレーニングシーケンスに対応する信号が等化器に入力されると等化器に対して実行される。これによって、フ

フィルタの係数がまだ不適切な場合に検波器内で発生する可能性があるエラーが等化器に戻されることを防止でき、収束をより速く求めることができる。

#### 【0005】

【発明が解決しようとする課題】非線形変調／復調の場合、理想的な伝搬条件下でさえ復調信号は上述の非線形効果のために相当に歪む。この条件下では、受信信号の非線形処理が正しく考慮されていないために信号等化器の収束が不適正に求められることがある。例えば、周波数変調装置および周波数弁別器は、一方で電圧周波数変換特性および他方で周波数電圧特性が理想的なケースと違って一定ではないため、非線形歪みを発生させる。

【0006】より詳細に言えば、本発明は無線チャネルの双方向に作用するシンボル間干渉の双方向補正装置を含む送／受信装置に関する。この装置によって、受信チェーンの等化器および送信チェーンの前置補償器を含む、データ経路の双方向の干渉の補正が可能になる。この送／受信装置にシンボル間干渉の双方向補正機能を組み込む目的は前記装置とデータを交換する相手装置のコストを削減することにある。

【0007】等化器および前置補償器を含むこの種の装置は、雑誌「Electronics Letters」1994年9月15日号、vol. 30、N19、pp. 1570-1571に掲載されたW. ZHUANG他による文書「Adaptive channel precoding for personal communications」で紹介されている。この文書では、位相変調を使用した線形変調／復調の問題の解決策が紹介されている。

【0008】この限定は無線波の複数の軌跡に起因する非線形効果およびシンボル間干渉効果が信号に重畳し、一つの送／受信装置における「双方向等化」を阻害する結果となる。非線形効果のために受信信号におけるシンボル間干渉の効果的な補正が不可能な場合は、不完全な予歪結果が生じ、この予歪を用いない場合よりも結果が悪くなることさえある。さらに、短い信号シーケンスを使って送／受信期間ごとに等化器係数および前置補償器係数を更新してチャネル状態に合わせる必要性を考慮しなくてはならない。

【0009】本発明の一つの目的は、シンボル間干渉の双方向補正装置を含む、非線形モードで動作する通信システム用の送／受信装置を提案することである。本発明はDECTシステムに適用されるが、これに限定されない。

#### 【0010】

【課題を解決するための手段】この結果、リモート装置から受信した第一の信号を等化する等化手段と、前記リモート装置へ送信される第二の信号に予歪をかける前置補償器を含み、データ送／受信装置とリモート装置の間に分散された分散変調／復調処理手段を使って、チャネルを介してリモート装置とデータ交換を行うデータ送／受信装置は、本発明によれば、(a) 変調／復調処理手

段が非線形モードに従って動作し、(b) 前記装置が、(b1) 前記変調／復調処理手段の非線形歪みを表し、非線形基準信号を規定する情報を記憶する手段と、(b2) リモート装置から受信した信号および前記非線形歪みを表す情報に従って等化手段の係数を調整する手段とを含み、該調整された係数は前記前置補償器手段へ送信されることを特徴とする。

【0011】したがって、等化器および前置補償器の双方においてシンボル間干渉の補正は変調／復調から生じる非線形歪みとは独立に実行される。

【0012】第一の実施形態によれば、送／受信装置は、調整手段が、一方ではリモート装置から受信した前記信号に従って、他方では前述の非線形歪みを表す情報に従って等化手段内でエラー信号を最小化する計算手段であることを特徴とする。

【0013】第二の実施形態によれば、調整手段は、リモート装置から受信した前記第一の信号を受信信号に関連する論理シンボルの周波数よりも高い周波数でサンプリングして、サンプルフェーズによってそれぞれが規定されるサンプルセットを規定する手段と、前記の非線形歪みを表す情報をリモート装置から受信したそれぞれのサンプルセットと相関させて、先験的な(a priori) 最適サンプルセットを規定する手段と、前記先験的な最適サンプルセットと前記先験的な最適サンプルセットのサンプルフェーズ付近のそれぞれのサンプルフェーズによって規定されるいくつかの前記サンプルセットの間で、論理シンボルのシーケンスに関して最小の等化エラー信号を発生するサンプルセットを選択する手段と、一方では選択されたサンプルセットのサンプルフェーズでサンプリングされた時点でリモート装置から受信した信号に従って、他方では前記論理シンボルシーケンスに従って等化手段内でエラー信号を最小化する計算手段を含む。

#### 【0014】

【発明の実施の形態】本発明を添付の図に基づいて以下に詳述する。

【0015】本発明は、好ましい実施形態において、欧州における無線電気通信のデジタルシステム(DECT)で使用されるGFSK変調方式を採用したデジタル通信システムのための基地局に適用される。この基地局は時分割による二重モードを使って端末などのリモート装置とデータを交換する。

【0016】図1では、基地局は送信チェーンおよび受信チェーンを含む。送信チェーンは、縦続接続された、バイナリデータ源10、ガウスフィルタ11、積分器12、前置補償器13、直角位相成分の分離のための二つの回路14aおよび14b、低域フィルタ15、および出力がアンテナに接続されたエレベータ変換器16を含む。受信チェーンは、縦続接続された、RFフィルタ20、周波数削減器21、リミット／弁別器22、等化器23およびデジタルシステム24を含む。ガウスフィ

ルタ 1 1 および積分器 1 2 を使って周波数で送信されるバイナリデータを変調し、リミッタ／弁別器 2 2 を使って周波数で受信される信号を復調する。

【0017】図 2 に二つの前置補償回路 1 3 a および 1 3 b を含む前置補償器を示す。それぞれの回路はフェーズおよび直角位相成分に対応する信号に予歪をかける。この実施形態では、積分回路 1 2 の出力がフェーズおよび直角位相成分を分離する二つの回路 1 4 a および 1 4 b に入力される。

【0018】これらの二つの回路 1 4 a および 1 4 b の出力はそれぞれ二つの前置補償回路 1 3 a および 1 3 b に入力される。図 1 では、等化器 2 3 の係数伝達出力が前置補償回路 1 3 の係数更新入力に供給される。図 2 では、等化器 2 3 の係数伝達出力が二つの前置補償回路 1 3 a および 1 3 b のそれぞれの係数更新入力に供給される。

【0019】第三の実施形態（図示せず）では、受信チェーンは、縦続接続された、デジタルデータ源、前置補償器、ガウスフィルタ、VCO、およびエレベータ変換器を含む。

【0020】前置補償器 1 3（図 1）または前置補償回路 1 3 a または 1 3 b（図 2）はその入力を受信した信号を無線チャネルによるシンボル間干渉を補償する伝達関数によって修正する。

【0021】図 3 および図 4 に本発明による第一の好ましい実施形態を示す。図 4 に振幅リミッタ 2 2 0、弁別器 2 2 1 および低域フィルタ 2 2 2 を含む基地局の受信チェーンのリミッタ／弁別器 2 2 を示す。

【0022】リミッタ 2 2 0 の機能は信号をトリミングして出力信号の振幅が常に一定になるように保つことである。これによって信号の復調を自動利得制御方法によらずに実行できる。周波数変調方式でエンベロープが一定のシステムで、トリミングされた信号を再度中間周波数フィルタでフィルタリングする場合は、受信したのと同じ情報を持つ信号を得ることができるが、この場合には常に振幅が一定である。

【0023】周波数弁別器 2 2 1 は通常、非線形コンポーネントである乗算器で、復調すべき信号にそこから派生し、かつフェーズが 90 度ずれている信号を乗算する。周波数弁別器 2 2 1 の出力信号は低域フィルタ 2 2 2 へ送られ、ノイズ、特により有害な高周波ノイズが除去される。高周波ノイズが有害である理由は、周波数復調装置の出力におけるスペクトルノイズ密度が放物線型となるからである。

【0024】最後に、等化器 2 3 によって前述の低域フィルタ 2 2 2 の出力信号がデジタルシステム 2 4 の一部であるシンボル検波器へ 2 4 a へ送信される。この検波器 2 4 a は、最も簡素なケースでは変調信号が存在しない場合、すなわち搬送波だけが受信された場合に復調装置が供給する基準信号レベルに対応する基準レベルを

有する比較器である。この場合、基準レベルを超える値は論理値に等しく、その下の値は別の論理値に等しい。同じノイズ条件でエラーの発生率が低いこれよりもはるかに複雑な検波器を使用することももちろん可能だが、これは本発明の目的に影響するものではない。

【0025】基地局のシンボル検波器 2 4 a の入力までのリモート端末からの送信チェーンを通じて、信号は信号を非線形的に歪めるさまざまなコンポーネントを通過するが、このことは、雑誌「Electronics Letters」1994 年 9 月 15 日号、vol. 30、N19、pp. 1570-1571 に所載の W. ZHUANG 他 の論文「Adaptive channel precoding for personal communications」で紹介されている最新技術によって等化と予歪を行う場合には原則として考慮されない。

【0026】このため、本発明によれば、等化器 2 3 は論理状態が「1」および「0」のビットから構成されるトレーニングシーケンス TS のシンボルを受信する波形整形器 2 3 0 を含む。このシーケンスはローカルに基地局に記憶されており、リモート端末から送られるシーケンスと同一である。波形整形器 2 3 0 は基地局とリモート端末または装置との間に分散される非線形変調／復調手段の非線形歪みを表す情報を記憶する。この情報は非線形基準信号を規定する。波形整形器 2 3 0 の転送機能で考慮されるコンポーネントは、リモート端末の送信部では予備変調ガウスフィルタおよび周波数変調装置で、基地局の受信部では振幅リミッタ 2 2 0、周波数弁別器 2 2 1、および低域フィルタ 2 2 2 である。専門家は波形整形器 2 3 0 の転送機能を非線形効果を誘発する端末送信チェーンの上記のチェーンコンポーネントおよび基地局の受信チェーンの一部に限定することができる。この場合では DECT のためのバーストのトレーニングシーケンスであるトレーニングシーケンス TS は、論理回路 2 3 1 に記憶される。各 DECT バーストについて、等化器のトレーニングフェーズが生成される。このトレーニングフェーズはリモート装置から送信されたトレーニングシーケンスが基地局の等化器 2 3 の最初の FFF フィルタに入力された時点で生成される。この瞬間、記憶された TS シーケンスがスイッチ 2 3 2 により波形整形器 2 3 0 によって二番目の FBF フィルタに入力される。

【0027】図 3 および図 4 に示すように、等化器 2 3 は周知の実施形態によれば、共に遅延「T」および係数 CO（具体的には  $c_{-2}$ 、 $c_{-1}$ 、 $c_0$ 、 $c_1$  および  $c_2$ ）によって規定されるフィード FFF（フィードフォワードフィルタ）を備えた線形フィルタおよびフィードバック FBF（フィードバックフィルタ）を備えた線形フィルタと、計算モジュール 2 3 3 を含む。本発明によれば、等化器 2 3 はバースト同期化シーケンス TS を記憶した論理回路 2 3 1 および入力が論理回路 2 3 1 の出力に接続されている波形整形器 2 3 0 も含む。FFF フィルタ

出力は第二の入力がF B Fフィルタ出力に接続されている加算器を介してシンボル検波器24aに接続されている。トレーニングフェーズの間、波形整形器230の出力がF B Fフィルタに入力される。このフェーズ以外では、シンボル検波器24aの出力がF B Fフィルタの入力に供給される。

【0028】等化器のトレーニングフェーズの間、計算モジュール233に記憶されたアルゴリズムがF F FおよびF B FフィルタのC O係数( $c_{-2}$ 、 $c_{-1}$ 、 $c_0$ 、 $c_1$ および $c_2$ )を変更して、波形整形器230が生成する信号が論理回路に記憶されたトレーニングシーケンスTSを受信するとシンボル検波器の入力で生成される信号に可能な限り類似し、エラー信号ESが平均二乗値がゼロに漸近するこれら二つの信号間で得られるようにする。

【0029】等化器23のトレーニングフェーズの終わりに、計算モジュール233で生成された適応アルゴリズムが凍結され、等化器23のF F FおよびF B Fフィルタの双方で計算された係数 $c_{-2}$ 、 $c_{-1}$ 、 $c_0$ 、 $c_1$ および $c_2$ はバーストまたはラスタの終了まで一定である。本発明によれば、トレーニングフェーズの終わりに得られた係数は前置補償器13(図1)または13aおよび13b(図2)へ送信される。シーケンスTS時間間隔の後に一時的に続く、データを含み基地局の送信チェーンで送信された信号に予歪をかける受信時間間隔の間、受信データを等化するためにこの係数が使用される。前置補償器は等化器E Q Uと同様にF F FおよびF B Fフィルタ(図3)を含む。この結果、前置補償器は、D E C TのT i m e D u p l e xモードに規定された遅延を伴う受信時間間隔に対して規定された送信時間間隔の間、等化器E Q Uと同じ係数を使って動作する。

【0030】図5に本発明の第二の実施形態を示す。この実施形態では弁別器221の出力がアナログ/デジタル変換器A/Dに供給される。この変換器はリモート装置から受信した信号を受信信号に関連付けられた論理シンボルの周波数よりも高いサンプル周波数でサンプリングする。これらの論理シンボルは変調/復調が適用されるビットである。従って、N個のサンプルのセットが規定され $\{\phi(k, T)\}$ 、NはM個のサンプルのピッチによってオフセットされた各ウィンドウによって区切られる整数で、Mは例えば1に等しい。サンプルのセットは受信信号の同じサンプルフェーズ(0と $2\pi$ の間)によって規定される。上の表記 $\{\phi(k, T)\}$ で、kはセットの第一のサンプルの範囲を示し、Tはこのセットの二つの連続するサンプルを区切るビット期間を示す。相関器C O Rはシーケンス{I}を入手したサンプルセットのそれぞれと相関させ、先験的な最適サンプルセット $\{\phi(k=K, T)\}$ を規定し、最大相関値を規定する。ROMメモリ等に記憶されたシーケンス{I}はリモート装置の送信チェーンと基地局の受信チェーン

を介して受信された所定のビット周波数のサンプルを含む。したがって、シーケンス{I}は基地局とリモート端末間に分散された変調/復調手段の非線形歪みを表す。所定のシーケンスは一般に各D E C Tラスタで送信される同期化シーケンスである。

【0031】等化器E Q Uに先験的な最適サンプルセット $\{\phi(k, T)\}$ が供給され、先験的な最適サンプルセットのサンプルフェーズの付近のそれぞれのサンプルフェーズによって規定される他のサンプルセット $\{\phi(K-2, T)\}$ 、 $\{\phi(K-1, T)\}$ 、 $\{\phi(k, T)\}$ 、 $\{\phi(K+1, T)\}$ 、および $\{\phi(K+2, T)\}$ のいくつかも入力される。等化器E Q Uは一方でROMメモリに記憶されD E C Tでトレーニングシーケンスに対応する論理シンボルシーケンスTSを受信し、他方、サンプルセット $\{\phi(K-2, T)\}$ 、 $\{\phi(K-1, T)\}$ 、 $\{\phi(k, T)\}$ 、 $\{\phi(K+1, T)\}$ 、および $\{\phi(K+2, T)\}$ を受信する。

【0032】等化器E Q Uはサンプルセット $\{\phi(K-2, T)\}$ 、 $\{\phi(K-1, T)\}$ 、 $\{\phi(k, T)\}$ 、 $\{\phi(K+1, T)\}$ 、および $\{\phi(K+2, T)\}$ のそれぞれについてエラー信号 $\epsilon(K-2)$ 、 $\epsilon(K-1)$ 、 $\epsilon(K)$ 、 $\epsilon(K+1)$ 、および $\epsilon(K+2)$ を生成する。選別器は等化エラー信号 $\epsilon(K-2)$ 、 $\epsilon(K-1)$ 、 $\epsilon(K)$ 、 $\epsilon(K+1)$ 、および $\epsilon(K+2)$ が最小になるサンプルフェーズを選択する。したがって、受信信号のサンプルに対する最適フェーズK s e lが得られる。

【0033】この同期化調整フェーズの後で、等化器E Q Uの計算モジュールが一方で選択されたサンプルセットのサンプルフェーズでサンプリングされた時点でリモート装置から受信した前記信号に従って、他方でトレーニングシーケンスTSに従ってエラー信号を最小化する等化器係数を規定する。

【0034】これらの係数は送信する信号に予歪をかけるために前置補償器へ送信される。

【0035】この第二の実施形態の別の可能な代替例では、先験的な最適サンプルセットのサンプルフェーズの付近のそれぞれのサンプルフェーズによって規定されるサンプルセット $\{\phi(K-2, T)\}$ 、 $\{\phi(K-1, T)\}$ 、 $\{\phi(k, T)\}$ 、 $\{\phi(K+1, T)\}$ 、および $\{\phi(K+2, T)\}$ を規定するための補間アルゴリズムが使用できる。この方法でA/D変換器のサンプル周波数の削減が可能になる。

【0036】D E C Tシステムでは、上記の実施形態に関して、受信時間間隔内に信号を等化するために等化手段で使用される係数が前置補償器へ送信され、続く送信時間間隔内に信号に予歪がかけられる。D E C Tでは、昇順のラスタが連続して同期化シーケンスと、トレーニングシーケンスと、送信および受信チャンネルを一時的二重通信モードで含む。

【0037】 予歪をかけられた信号の品質を向上させるために、この信号に対してスペクトル制御を適用することができる。このスペクトル制御は予歪をかけられた信号に一定のエンベロープを強制する信号を供給する自動利得制御の形式とすることができる。

【0038】 予歪をかけられた信号の品質を向上させる別の方法は、予歪が好都合かどうかを検討する方法である。受信信号の非線形性が基準レベルより低い場合に前置補償器が起動される。他方、受信信号の非線形性が基準レベルより高い場合には前置補償器は起動されない。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】 位相予歪モードに従って動作する送／受信装置のブロック図である。

【図2】 直角位相成分の位相予歪モードに従って動作する送／受信装置のブロック図である。

【図3】 従来技術による等化器のブロック図である。

【図4】 本発明による好ましい実施形態による送／受信装置の受信チェーンの一部のブロック図である。

【図5】 本発明による第二の実施形態のアルゴリズムである。

#### 【符号の説明】

\* 10 バイナリデータ源

11 ガウスフィルタ

12 積分器

13 前置補償器

13 a、13 b 前置補償回路

14 a、14 b 直角位相成分を分離する二つの回路

15 低域フィルタ

16 エレベータ変換器

20 RFフィルタ

21 周波数削減器

22 リミッタ／弁別器

23 等化器

24 デジタルシステム

24 a シンボル検波器

220 振幅リミッタ

221 弁別器

222 低域フィルタ

230 波形整形器

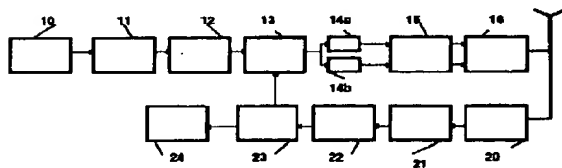
231 論理回路

232 スイッチ

\* 233 計算モジュール

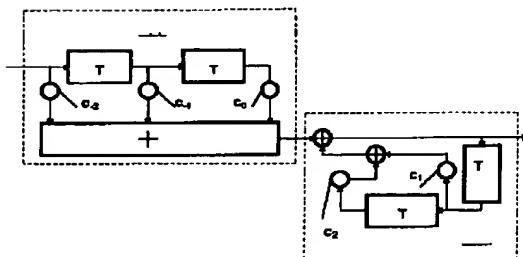
【図1】

FIG.1



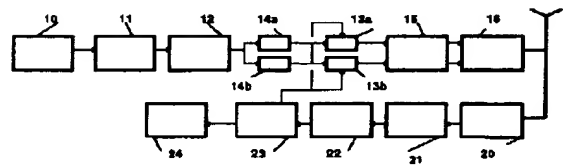
【図3】

FIG.3



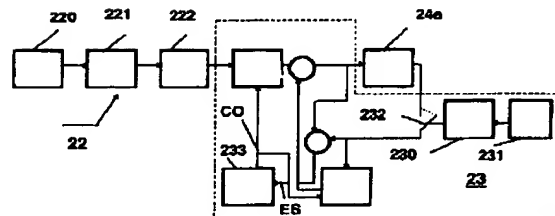
【図2】

FIG.2



【図4】

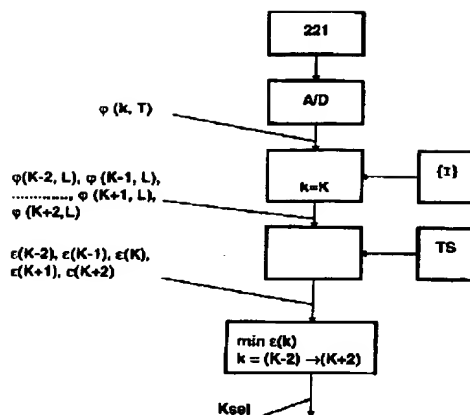
FIG.4





【図5】

FIG.5



フロントページの続き

(72)発明者 ホセ・マヌエル・パエス・ボラジヨ  
スペイン国、マドリッド、28230・ラス・  
ロサス、コムニダ・デ・ラ・リオハ、101  
(72)発明者 フランシスコ・ハビエル・カサフス・キロ  
ス  
スペイン国、28033・マドリッド、メセ  
ナ・108、セスト・ア

(72)発明者 ラファエル・ブリエル・ジユナ  
スペイン国、マドリッド、28220・マハダ  
オンダ、ヌマンシア、26  
(72)発明者 アルフォンソ・フェルナンデス・デュラン  
スペイン国、マドリッド、28229・ビジャ  
ヌエバ・デル・パルデイジョ、カミノ・レ  
アル、19

## 【外国語明細書】

## 1. Title of Invention

TRANSMISSION/RECEPTION UNIT WITH  
BIDIRECTIONAL EQUALIZATION

## 2. Claims

1 - Data transmission/reception unit to exchange data with a remote unit through a channel using means for modulation/demodulation treatment distributed between said data transmission/reception unit and said remote unit, said transmission/reception unit including equalization means (23) to equalize a first signal received from said remote unit and predistortion means (13; 13a, 13b) to predistort a second signal transmitted to said remote unit,

characterized in that (a) - the means for modulation/demodulation treatment operate according to a non-linear mode and (b) - the unit includes

(b1) - means (230, 231; 1) to store information which is representative of a non-linear distortion of said modulation/demodulation treatment means and which defines a non-linear reference, and

(b2) - means (233; COR, EQU) to adjust coefficients (CO) in the equalization means (23) according to the signal received from the remote unit and said representative information, said adjusted coefficients being transmitted to said predistortion means (13; 13a, 13b).

2 - Transmission/reception unit according to claim 1, characterized in that the data transmission/reception unit exchanges data with said remote unit using a duplex mode by time division, and that said adjusted coefficients (CO) are used in the equalization means to equalize said first signal during a reception time interval and are transmitted to said predistortion means to predistort said second signal during the following transmission time interval.

3 - Transmission/reception unit according to claim 1, characterized in that the adjustment means are calculation means (233) which minimize an error signal (ES) in the equalization means (233) according to, on the one hand, said signal received from the remote unit and, on the other hand, said representative information.

4 - Transmission/reception unit according to claim 2, characterized in that the means for non-linear modulation/demodulation treatment are frequency modulation/demodulation treatment means.

5 - Transmission/reception unit according to claim 3, characterized in that said unit is a base station of a radio communications system with the mobile phones according to the DECT standard.

6 - Transmission/reception unit according to claim 1, characterized in that the adjustment means include:

整理番号 = P 4 0 7 0 3

ページ (2/11)

- means (A/D) to sample said first signal received from the remote unit to a higher frequency than a frequency of logic symbols associated to the signal received and to define sample sets  $\{\{\varphi(k, T)\}\}$ , each one defined by a sample phase respectively,

- means (COR) to correlate said representative information  $\{\{I\}\}$  to each one of the sample sets  $\{\{\varphi(k, T)\}\}$  of the signal received from the remote unit, to define the a priori optimum sample set  $\{\{\varphi(k, T)\}\}$ ,

- means to select a sample set between said a priori optimum sample set  $\{\{\varphi(k, T)\}\}$  and some of said sample sets  $\{\{\varphi(K-2, T)\}\}$ ,  $\{\{\varphi(K-1, T)\}\}$ ,  $\{\{\varphi(K+1, T)\}\}$  and  $\{\{\varphi(K+2, T)\}\}$  defined by sample phases near to the sample phase of said a priori optimum sample set, the selected set being the set producing the smallest equalization error signal with respect to a logic symbol sequence (TS), and

- calculation means to minimize an error signal in the equalization means, according, on the one hand, to said signal received from the remote unit when it is sampled with the sample phase of the selected sample set and, on the other, to said logic symbol sequence (TS).

7 - Transmission/reception unit according to claim 5, characterized in that the means for non-linear modulation/demodulation treatment are means for frequency modulation/demodulation treatment.

8 - Transmission/reception unit according to claim 6, characterized in that said unit is a base station of a radio communications system with the mobile phones according to the DECT standard.

### 3. Detailed Description of Invention

#### OBJECT OF THE INVENTION

The present invention refers to a data transmission/reception unit to exchange data with a remote unit by means of a channel using non-linear modulation/demodulation treatment means, for example frequency modulation/demodulation.

#### STATE OF THE ART

The use of frequency modulation methods, like that used in the European standard for wireless communication DECT, of the GFSK type, makes the use of frequency demodulators, for example by means of discriminators, recommendable; in this way, the recovery of data is possible by means of a simple threshold detector to decide between the two logic values "1" or "0".

In some fields of application of these methods, this type of receiver is sufficient due to the fact that the maximum temporary dispersion of the signal in the receiver is rather less than a symbol and, hence, the interference between symbols due to the radio channel is hardly detectable.

However, in other applications where radio coverage is greater and induces multiple trajectories of the waves, the effects of attenuation and reflection in the propagation thereof have to be taken into account. Therefore, the use of equalizers is recommendable, which rectify this effect that degrades the signal quality, considerably enhancing the probability of error of the recovered symbols. For this reason, some kind of equalizer is used, as shown in the article "Adaptive equalization for DECT systems operating in low time-dispersive channels" by J. Fuhl and G. Schultes, published in the magazine "Electronics Letters", November 25, 1993, vol. 29, N 24, pages 2076-2077. In this article, an adaptive equalizer of the well-known DFE (decision feedback equalizer) type is used and where 18 bits of burst synchronization defined in the DECT are used as a training sequence. The training sequence is stored in a ROM memory and is applied to the equalizer when the signal corresponding to the training sequence received appears in the input thereof. This avoids that the possible errors that are produced in the detector when the coefficients of the filters are still unsuitable are fed back to the equalizer and permits that the convergence is produced faster.

When the type of modulation/demodulation is non-linear, even under ideal propagation conditions the demodulated signal may be considerably distorted due

to the mentioned non-linear effect. Under these conditions, the convergence of the equalizer may be inadequately produced, since the non-linear process to which the received signal is submitted is not being duly taken into account. For example, the frequency modulator and the frequency discriminator introduce non-linear distortions given that the voltage-frequency conversion characteristic on the one hand, and the frequency-voltage on the other, are not a constant as in the ideal case.

More specifically, the invention refers to a transmission/reception unit, including a bidirectional correction device for the inter-symbolic interference acting through both directions of the radio channel. The device permits the correction of interferences in both directions of the data route, including an equalizer in the reception chain and a predistorter in the transmission chain. The objective of incorporating the bidirectional correction function of the inter-symbolic interference in the same transmission/reception unit is to reduce the cost of the other unit(s) that exchange data with said unit.

A device of this type, including an equalizer and a predistorter, is known from the document "Adaptive channel precoding for personal communications" by W. ZHUANG et al., published in the magazine "Electronics Letters", September 15, 1994, vol. 30, N 19, pages 1570-1571. In this document, a solution to the problem of linear modulation/demodulation is proposed, this being phase modulation.

This limitation is the result of the superposition of the non-linear effects and the inter-symbolic interference effects due to the multiple trajectories of the waves, which hinders a "bidirectional equalization" in only one transmission/reception unit. If the non-linear effects do not permit the effective correction of the inter-symbolic interference in the received signal, an imperfect predistortion results, which may be worse than not using this predistortion. Furthermore, the requirements for updating the equalizer coefficients and the predistorter coefficients for each transmission/reception period using a short signal sequence to assess the channel status have to be taken into account.

#### CHARACTERIZATION OF THE INVENTION

One objective of the present invention is to propose a transmission/reception unit for a communications system operating in a non-linear mode, that includes a bidirectional correction device for the inter-symbolic interference. The invention is applied to the DECT system, but not exclusively.

As a result, a data transmission/reception unit that exchanges data with a remote unit by means of a channel using distributed modulation/demodulation

整理番号=P 4 0 7 0 3

ページ (5/11)

treatment means distributed between said data transmission/reception unit and said remote unit, said transmission/reception unit including equalization means to equalize a first signal received from said remote unit and predistortion means to predistort a second signal transmitted to said remote unit, is characterized according to the invention in that (a) -the modulation/demodulation treatment means work according to a non-linear mode and (b) -the unit includes

(b1) means to store information which is representative of a non-linear distortion of said modulation/demodulation treatment means and which defines a non-linear reference and

(b2) -means to adjust equalization means coefficients according to the signal received from the remote unit and said representative information, the mentioned adjusted coefficients being transmitted to said predistortion means.

Therefore, both in the equalizer and in the predistorter, the correction of the inter-symbolic interference is carried out independently from the non-linear distortion resulting from modulation/demodulation.

According to a first embodiment, the transmission/reception unit is characterized in that the adjustment means are calculation means minimizing an error signal in the equalization means, on the one hand according to said signal received from the remote unit and, on the other, to the mentioned representative information.

According to a second embodiment, the adjustment means include:

- means to sample said first signal received from the remote unit to a frequency which is higher than a frequency of logic symbols associated to the received signals and to define sets of samples, each one defined by a sample phase,
- means to correlate said representative information with each one of the sample sets of the signal received from the remote unit, in order to determine an a priori optimum sample set,

- means to select a sample set between said a priori optimum sample set and some of said sample sets defined by respective sample phases near to the sample phase of said a priori optimum sample set, the selected set being the one that produces the smallest equalization error signal with respect to a sequence of logic symbols, and

- calculation means to minimize an error signal in the equalization means according, on the one hand, to said signal received from the remote unit when it is sampled with the sample phase of the selected sample set, and on the other hand, to said logic symbol sequence.

整理番号 = P 4 0 7 0 3

ページ (6/11)

**DESCRIPTION OF THE INVENTION**

A more detailed explanation of this invention is given in the following description based on the attached figures.

The present invention, in a preferred embodiment, is applied in a base station for a digital communications system with GFSK modulation used in the European digital system of wireless telecommunications (DECT). This base station exchanges data with a remote unit, for example a terminal, using a duplex mode by division in time.

In figure 1, the base station includes a transmission chain and a reception chain. The transmission chain includes, connected in cascade, a source of binary data 10, a Gauss filter 11, an integrator 12, a predistorter 13, two circuits 14a and 14b for separation of the components in quadrature, a low pass filter 15 and an elevator converter 16, the output of which is connected to an antenna. The reception chain includes, connected in cascade, an RF filter 20, a frequency reducer 21, a limiter/discriminator 22, an equalizer 23 and a digital system 24. The Gauss filter 11 and the integrator 12 are used to modulate the binary data to be sent in frequency and the limiter/discriminator 22 is used to demodulate the signal received in frequency.

Figure 2 shows the predistorter including two predistortion circuits 13a and 13b. Each one predistorts a signal corresponding to a component in phase and in quadrature. In this embodiment, the integrator 12 output is applied to the two circuits 14a and 14b for separation of the components in phase and in quadrature.

整理番号 = P 4 0 7 0 3

ページ (7/11)

The outputs of these two circuits 14a and 14b are respectively applied to the two predistortion circuits 13a and 13b. In figure 1, a coefficient transfer output of the equalizer 23 is applied to a coefficient updating input of the predistorter 13. In figure 2, a coefficient transfer output of the equalizer 23 is applied to a coefficient update input of each one of the two predistortion circuits 13a and 13b.

In a third embodiment (not shown), the reception chain includes, connected in cascade, the digital data source, a predistorter, a Gauss filter, a VCO and an elevator converter.

The predistorter 13 (FIG. 1) or the predistortion circuits 13a and 13b (FIG. 2) modify the signal received in their inputs with a transfer function compensating the inter-symbolic interference due to the radio channel.

Figures 3 and 4 show a first preferred embodiment of the invention. Figure 4 shows the limiter/discriminator 22 of the reception chain of the base station including an amplitude limiter 220, a discriminator 221 and a low pass filter 222.

The function of the limiter 220 is to trim the signal, so that at its output the amplitude of the signal is always constant. This allows its demodulation to be performed without having to resort to automatic gain control methods. On being a system with frequency modulation and constant envelope, when filtering the trimmed signal again with an intermediate frequency filter, we obtain a signal with the same information as that received but this time with an always constant amplitude.

The frequency discriminator 221 is normally a multiplier which is a non-linear component, multiplying the signal to be demodulated by another which is that derived from the former and besides dephased 90°. The output signal of the discriminator 221 is sent to the low pass filter 222 which eliminates noise, especially that of higher frequencies whose effect is more damaging, since as we know, the spectral noise density at the output of a frequency demodulator is of the parabolic type.

Finally, the output signal of the aforementioned low pass filter 222 is sent, by means of the equalizer 23, to a symbol detector 24a that belongs to the digital system 24. This detector 24a is, in the simplest case, a comparator with a reference level corresponding to that provided by the demodulator in absence of a modulated signal; that is, when only the carrier is received. In this circumstance, the values above the reference level are equivalent to a logic value and the values below are equivalent to another logic value. Obviously, much more complex detec-



tors can be used which obtain a lower probability of error for the same noise conditions, but this does not affect the object of the invention.

Through the remote terminal transmission chain up to the input to the symbol detector 24a of the base station, the signal passes through different components distorting the signal non-linearly, which are not in principle taken into account when equalizing and predistorting according to the state of the art described in the document "Adaptive channel precoding for personal communications" by W. ZHUANG et al., published in the magazine "Electronics Letters", September 15, 1994, vol 30, N 19, pages 1570-1571.

For this reason, according to the invention, the equalizer 23 includes a wave shaper 230 which receives symbols of a training sequence TS formed of bits with logic states "1" and "0". This sequence is locally stored in the base station and is identical to a sequence sent by the remote terminal. The wave shaper 230 stores information which is representative of a non-linear distortion of the non-linear modulation/demodulation means which are distributed between the base station and the remote terminal or unit. This information defines a non-linear reference. The components taken into account in the transfer function of the wave shaper 230 are, for example, in the remote terminal transmission part, the premodulation Gauss filter and the frequency modulator and in the reception part of the base station, the amplitude limiter 220, the frequency discriminator 221 and the low pass filter 222. The specialist can limit the transfer function of the wave shaper 230 to some of these chain components of the terminal transmission chain and the reception chain of the base station which induce non-linear effects. The training sequence TS, which in this case for DECT is the burst training sequence, is stored in a logic circuit 231. For each DECT burst, an equalizer training phase is produced. This training phase is produced when the training sequence transmitted by the remote terminal is received in an input of a first FFF filter of the equalizer 23 of the base station. In this moment, the stored TS sequence is applied to an input of a second FBF filter by means of the wave shaper 230 by a switch 232.

As shown in figures 3 and 4, the equalizer 23 includes, according to a known embodiment, the linear filter with feed FFF (Feed Forward Filter) and the linear filter with feedback FBF (FeedBack Filter), both defined by a delay "T" and coefficients CO which are  $c_2$ ,  $c_1$ ,  $c_0$ ,  $c_1$  and  $c_2$  and also a calculation module 233. According to the invention, the equalizer 23 also includes the logic circuit 231 which stores the burst synchronism sequence TS and the wave shaper 230 whose

整理番号 = P 4 0 7 0 3

ページ (9/11)

input is connected to an output of the logic circuit 231. An FFF filter output is connected to an input of the symbol detector 24a, through an adder whose second input is connected to an FBF filter output. During the training phase, the output of the wave shaper 230 is applied to an FBF filter input. Except during this phase, the output of the symbol detector 24a is applied to an FBF filter input.

During the equalizer training phase, an algorithm stored in the calculation module 233 changes the CO coefficients = ( $c_2$ ,  $c_1$ ,  $c_0$ ,  $c_1$  and  $c_2$ ) of the FFF and FBF filters, so that the signal produced by the wave shaper 230, when it receives the training sequence TS stored in a logic circuit, is as similar as possible to the signal produced at the symbol detector input, so that an error signal ES is obtained between these two signals whose mean square value asymptotically tends to zero.

At the end of the equalizer 23 training phase, the adaptation algorithm developed in the calculation module 233 is frozen so that the coefficients  $c_2$ ,  $c_1$ ,  $c_0$ ,  $c_1$  and  $c_2$  calculated in both FFF and FBF filters of the equalizer 23 are maintained constant until the end of the burst or raster. According to the invention, the coefficients obtained at the end of the training phase are transmitted to the predistorter 13 (FIG. 1) or 13a and 13b (FIG. 2). The same coefficients are used to equalize the data received during a reception time interval which temporarily follows the sequence TS time interval, includes data and predistorts the signal transmitted through the transmission chain of the base station. The predistorter includes the same FFF and FBF filters (FIG. 3) as those of the equalizer EQU. This results in the predistorter operating with the same coefficients as those of the equalizer EQU during a transmission time interval defined with respect to the reception time interval with a delay equal to that defined in the Time Duplex mode of the DECT.

Figure 5 shows a second embodiment of the invention. In this embodiment, the output of the discriminator 221 is applied to an analogic/digital converter A/D input. This converter samples the signal received from the remote unit with a higher sample frequency than the frequency of the logic symbols associated to the received signal. These logic symbols are the bits to which the modulation/demodulation is applied. Hence, sets of N samples are defined  $\{\varphi(k, T)\}$ , where N is an integer, delimited by respective windows offset by a pitch of M samples, where M for example is equal to 1. A set of samples is defined by a same sample phase (between 0 and  $2\pi$ ) of the received signal. In the notation  $\{\varphi(k, T)\}$ , k indicates the range of the first sample of the set and T indicates the bit period separating two consecutive samples of this set. A correlator COR correlates a sequence {I}

with each one of the obtained sample sets, to define an a priori optimum set of samples  $\{\varphi(k = K, T)\}$ , defining a maximum correlation value. The sequence  $\{I\}$ , stored for example in a ROM memory, includes samples at bit frequency of a predefined sequence received through the transmission chain of the remote unit and the reception chain of the base station. Hence, the sequence  $\{I\}$  is representative of the non-linear distortion of the modulation/demodulation means distributed between the base station and the remote terminal. The predefined sequence is typically a synchronization sequence transmitted in each DECT raster.

To an input of the equalizer EQU, the a priori optimum sample set  $\{\varphi(k, T)\}$  is applied and also some  $\{\varphi(K-2, T)\}$ ,  $\{\varphi(K-1, T)\}$ ,  $\{\varphi(K, T)\}$ ,  $\{\varphi(K+1, T)\}$  and  $\{\varphi(K+2, T)\}$  of the other sample sets which are defined by respective sample phases near to the sample phase of the a priori optimum sample set. The equalizer EQU receives, on the one hand, a logic symbol sequence TS stored in a ROM memory and which corresponds in the DECT to the training sequence and, on the other hand, the sample sets  $\{\varphi(K-2, T)\}$ ,  $\{\varphi(K-1, T)\}$ ,  $\{\varphi(K, T)\}$ ,  $\{\varphi(K+1, T)\}$  and  $\{\varphi(K+2, T)\}$ .

The equalizer EQU produces an error signal  $\varepsilon(K-2)$ ,  $\varepsilon(K-1)$ ,  $\varepsilon(K)$ ,  $\varepsilon(K+1)$  and  $\varepsilon(K+2)$  for each one of the sample sets  $\{\varphi(K-2, T)\}$ ,  $\{\varphi(K-1, T)\}$ ,  $\{\varphi(K, T)\}$ ,  $\{\varphi(K+1, T)\}$  and  $\{\varphi(K+2, T)\}$ . A selector chooses the sample phase for which the equalization error signal  $\varepsilon(K-2)$ ,  $\varepsilon(K-1)$ ,  $\varepsilon(K)$ ,  $\varepsilon(K+1)$  and  $\varepsilon(K+2)$  is smallest. Hence, an optimum phase  $K_{sel}$  for the sample of the signal received is obtained.

After this synchronisation arrangement phase, a calculation module in the equalizer EQU defines the equalizer coefficients minimizing the error signal according to, on the one hand, said signal received from the remote unit when sampled with the sample phase of the selected sample set and, on the other, a training sequence TS.

These coefficients are transmitted to the predistorter to predistort the signal to be transmitted.

In another possible alternative to this second embodiment, an interpolation algorithm to define the sample sets  $\{\varphi(K-2, T)\}$ ,  $\{\varphi(K-1, T)\}$ ,  $\{\varphi(K+1, T)\}$  and  $\{\varphi(K+2, T)\}$  which are defined by respective sample phases near to the sample phase of the a priori optimum sample set can be used. This solution permits the reduction of the sample frequency of the A/D converter.

In the DECT system, for the embodiments described above, the coefficients used in the equalization means to equalize the signal during a reception time inter-

整理番号 = P 4 0 7 0 3

ページ (11/11)

val are transmitted to the predistorter to predistort the signal during the following transmission time interval. In DECT, the ascending raster successively includes a synchronization sequence, a training sequence and the transmission and reception channels in temporary duplex mode.

In order to improve the quality of the predistorted signal, a spectral control can be applied to the predistorted signal. This spectral control may be in the form of an automatic gain control, which is applied to the predistorted signal imposing upon it a constant envelope.

Another way to improve the quality of the predistorted signal consists of studying the convenience of predistorting or not. The predistorter is activated when the non-linearity degree of the received signal is less than a reference level. On the other hand, the predistorter is not activated when the non-linearity degree of the signal received is greater than this reference level.

#### 4. Brief Description of Drawings

Figure 1 shows a block diagram of a transmission/reception unit operating according to a phase predistortion mode;

- Figure 2 shows a block diagram of a transmission/reception unit operating according to a predistortion mode for components in quadrature;

- Figure 3 shows a block diagram of an equalizer according to the state of the art;

- Figure 4 shows a block diagram of one part of the reception chain of the transmission/reception unit according to the preferred embodiment in accordance with the invention; and

- Figure 5 shows an algorithm of a second embodiment according to the invention.

Fig. 1

FIG 1

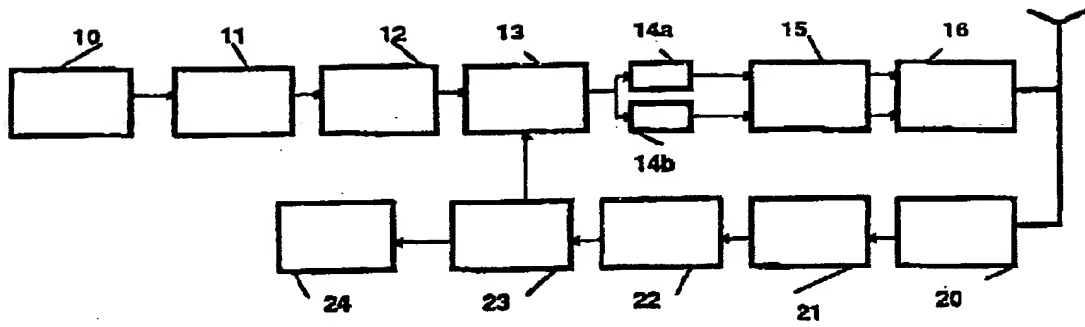
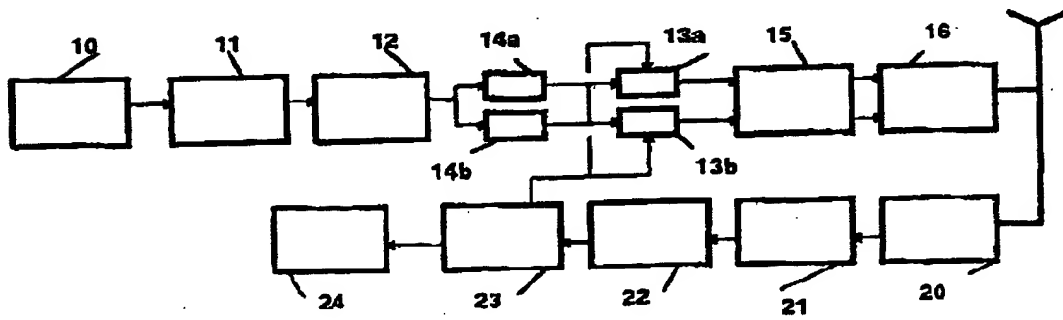


Fig. 2

FIG 2



整理番号=40703

ページ (2/3)

Fig. 3

FIG.3

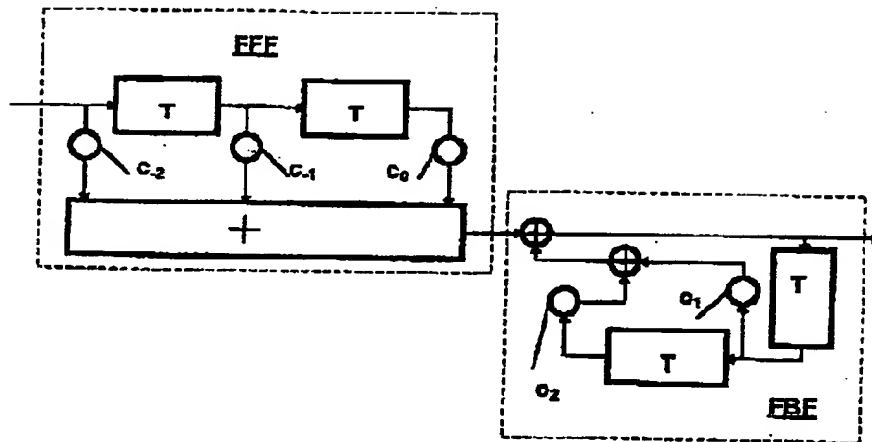
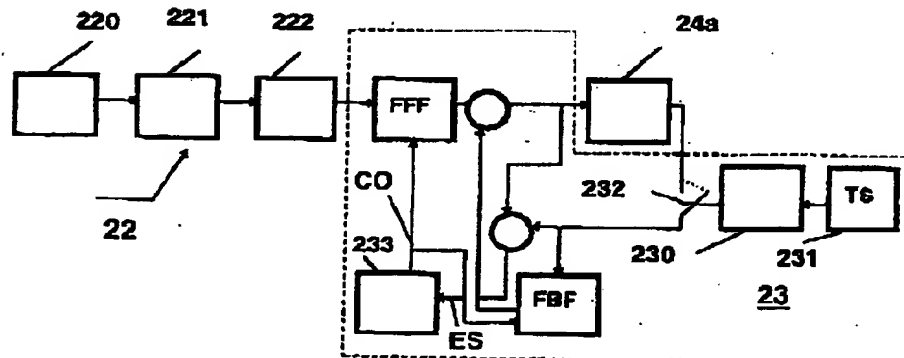


Fig. 4

FIG.4

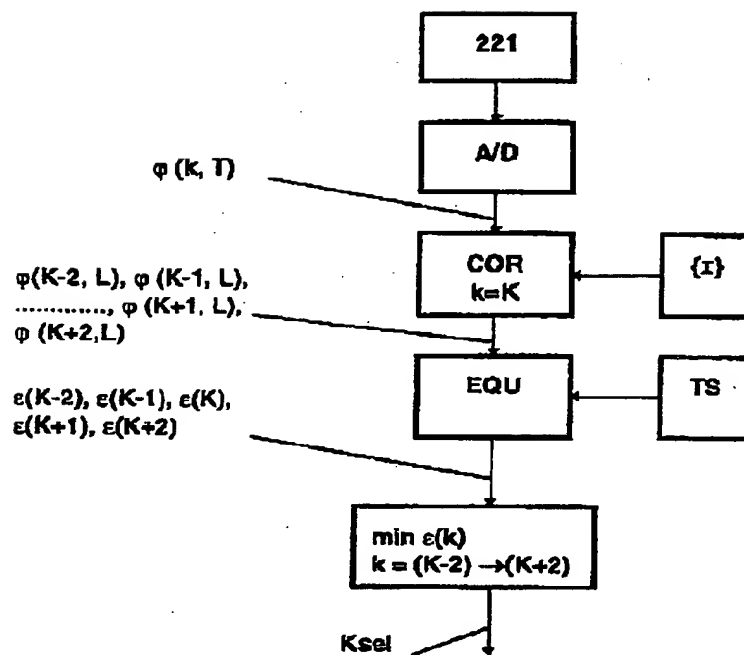


整理番号=40703

ページ (3/3)

Fig. 5

FIG.5



## 1. Abstract

The present invention refers to a transmission/reception unit that exchanges data with a remote unit by means of a channel using distributed modulation/demodulation treatment means. The transmission/reception unit includes equalization means (23) to equalize a first signal received from said remote unit and predistortion means to predistort a second signal transmitted to said remote unit. According to the invention, the unit is characterized in that the modulation/demodulation treatment means operate in a non-linear way and the unit includes means (230) to store information that is representative of a non-linear distortion of said modulation/demodulation treatment means and which defines a non-linear reference, and means (233) to adjust coefficients (CO) in the equalization means (23) according to the signal received from the remote unit and said representative information, the mentioned adjusted coefficients being transmitted to said predistortion means.

## 2. Representative Drawing

Fig. 4